

## **JP2000116145A**

Publication Title:

RESONANCE-TYPE POWER CONVERSION APPARATUS

Abstract:

Abstract of JP 2000116145

(A) PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a resonance-type power conversion apparatus which uses resonance by an LC resonance circuit, which commutates a power conversion part, and whose power conversion efficiency is made satisfactory when load is low. SOLUTION: In this power conversion apparatus, an LC resonance circuit 8 is constituted in such a way that switching elements 81a, 81b,..., 81n are connected in series with respective series circuits by capacitors 6a, 6b,..., 6n for resonance and by reactors 7a, 7b,..., 7n for resonance. Then, the switching elements 81a, 81b,..., 81n in an LC resonance circuit 8 are selectively turned on and off, on the basis of the effective value of an output current which is detected by a current sensor 18, so that the peak value of a resonance current is changed over.

-----  
Courtesy of <http://v3.espacenet.com>

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2000-116145  
(P2000-116145A)

(43) 公開日 平成12年4月21日 (2000. 4. 21)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

H 0 2 M 7/48  
7/5387

識別記号

F I

H 0 2 M 7/48  
7/5387

テーマコード\*(参考)

P 5 H 0 0 7  
Z

審査請求 未請求 請求項の数13 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平10-276089

(22) 出願日 平成10年9月29日 (1998. 9. 29)

(71) 出願人 000004260

株式会社デンソー

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72) 発明者 木村 友則

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会  
社デンソー内

(72) 発明者 松木 英夫

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会  
社デンソー内

(74) 代理人 100100022

弁理士 伊藤 洋二 (外1名)

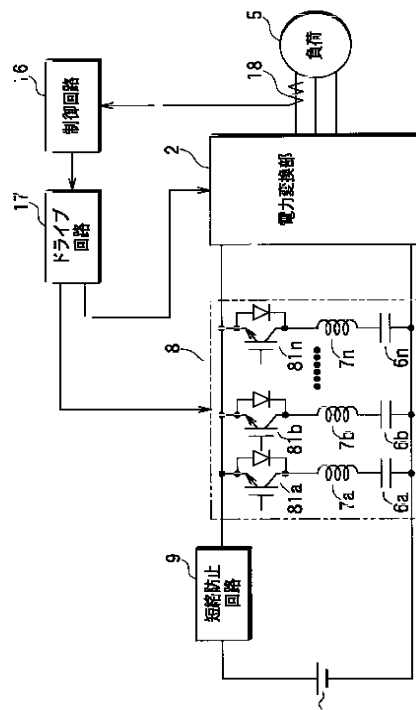
Fターム(参考) 5H007 AA03 BB06 CA01 CB02 CB04  
CB05 CB22 CC07 CC23 CD00  
DA03 DC02 EA09

(54) 【発明の名称】 共振形電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】 LC共振回路による共振を用いて電力変換部の  
の転流を行うようにした共振形電力変換装置において、  
低負荷時における電力変換効率を良好にする。

【解決手段】 LC共振回路8を、共振用コンデンサ6  
a、6 b、…6 nと共振用リアクトル7 a、7 b、…7  
nによるそれぞれの直列回路にスイッチング素子8 1  
a、8 1 b、…8 1 nが直列接続された構成とし、電流  
センサ18によって検出された出力電流の実効値に基づ  
いてLC共振回路8におけるスイッチング素子8 1 a、  
8 1 b、…8 1 nを選択的にオンオフさせて、共振電流  
のピーク値を切り換えるようにした。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 電力変換部における上下アームを短絡してLC共振回路により共振を発生させ、この共振時に前記電力変換部の主スイッチング素子をスイッチングさせて転流を行うようにした共振形電力変換装置において、前記電力変換部の出力電流を示す情報に基づいて共振電流のピーク値を変化させる手段を設けたことを特徴とする共振形電力変換装置。

【請求項2】 前記出力電流を示す情報は、前記出力電流の実効値であることを特徴とする請求項1に記載の共振形電力変換装置。

【請求項3】 前記出力電流を示す情報は、前記出力電流の瞬時値であることを特徴とする請求項1に記載の共振形電力変換装置。

【請求項4】 前記出力電流を示す情報は、前記電力変換部の入力電流の平均値であることを特徴とする請求項1に記載の共振形電力変換装置。

【請求項5】 前記出力電流を示す情報は、前記電力変換部に接続された負荷のトルクを示す情報であることを特徴とする請求項1に記載の共振形電力変換装置。

【請求項6】 前記ピーク値を変化させる手段は、前記LC共振回路におけるキャパシタンスとインダクタンスの積を一定として両者の比率を変化させるものであることを特徴とする請求項1乃至5のいずれか1つに記載の共振形電力変換装置。

【請求項7】 前記LC共振回路は、共振用コンデンサと共振用リアクトルが直列接続された直列回路を複数有しており、前記ピーク値を変化させる手段は、前記複数の直列回路を前記上下アームに対して選択的に並列接続するものであることを特徴とする請求項1乃至5のいずれか1つに記載の共振形電力変換装置。

【請求項8】 前記複数の直列回路にはスイッチング手段がそれぞれ設けられており、前記ピーク値を変化させる手段は、前記複数の直列回路におけるスイッチング手段を選択的にオンオフさせるものであることを特徴とする請求項7に記載の共振形電力変換装置。

【請求項9】 前記直列接続された共振用コンデンサのキャパシタンスと共振用リアクトルのインダクタンスは、直列回路毎に異なった値でかつ両者の積が一定になるものであることを特徴とする請求項7又は8に記載の共振形電力変換装置。

【請求項10】 前記直列接続された共振用コンデンサのキャパシタンスと共振用リアクトルのインダクタンスは、全ての直列回路において同じ値のものであることを特徴とする請求項7又は8に記載の共振形電力変換装置。

【請求項11】 前記ピーク値を変化させる手段は、前記共振電流が負の電流となる期間において前記主スイッチング素子のスイッチングが行われるように、前記LC共振回路におけるキャパシタンスを変化させるものであ

ることを特徴とする請求項1乃至5のいずれか1つに記載の共振形電力変換装置。

【請求項12】 前記ピーク値を変化させる手段は、前記キャパシタンスの変化に合わせて前記主スイッチング素子のスイッチングを行うタイミングを変化させるものであることを特徴とする請求項11に記載の共振形電力変換装置。

【請求項13】 前記LC共振回路は、複数の共振用コンデンサを有しており、前記ピーク値を変化させる手段は、前記複数の共振用コンデンサを選択的に接続して前記キャパシタンスを変化させるものであることを特徴とする請求項11又は12に記載の共振形電力変換装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、交流電動機、交流回転機などの負荷と直流電源との間に設けられて電力変換を行う共振形電力変換装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】本出願人は、1組の共振用コンデンサと共振用リアクトルを用い、3相の主スイッチング素子をゼロ電圧スイッチングして一括転流を行う共振形電力変換装置を先に提案した（特願平9-328992号）。この共振形電力変換装置の構成を図18に示す。直流電圧源1の直流電圧 $V_s$ は、電力変換部2によって交流電圧に変換される。この電力変換部2は、正母線と負母線の間に、自己消弧型スイッチング素子として主スイッチング素子（例えば、IGBT）3a～3fが3相（U相、V相、W相）でブリッジ結線された構成となっている。また、主スイッチング素子3a～3fには、逆並列ダイオード（フライホイールダイオード）4a～4fがそれぞれ接続されている。そして、1つの主スイッチング素子とこれに逆並列接続された1つのフライホイールダイオードにより1つのアームを構成しており、正母線に接続されている方が上アーム、負母線に接続されている方が下アームとなる。

【0003】この電力変換部2において、主スイッチング素子3a、3b、主スイッチング素子3c、3d、主スイッチング素子3e、3fは、それぞれ $120^\circ$ 位相をずらしてオンオフ制御され、負荷（例えば、交流回転機）5に交流電圧を出力するようになっている。また、正母線と負母線の間には、共振用コンデンサ6および共振用リアクトル7が直列接続されている。共振用コンデンサ6および共振用リアクトル7は、LC共振回路8を構成しており、ゼロ電圧スイッチングを行うために、正母線と負母線間の上下アームのそれぞれの主スイッチング素子が共にオンしたとき、共振して共振電流が流れるようになっている。

【0004】また、直流電圧源1に直列にリアクトル9が接続され、さらにこのリアクトル9と差動接続された電圧クランプ用リアクトル11を有する電圧クランプ回

路10が設けられている。リアクトル9は、負荷5としての交流回転機のリアクトル成分と同等のもので、正母線と負母線間の上下アームのそれぞれの主スイッチング素子が共にオンして正母線と負母線の間が短絡したとき、直流電圧源1と電力変換部2の間の短絡を防止して各主スイッチング素子に過電流が流れるのを防止している。また、電圧クランプ回路10は、電圧クランプ用リアクトル11とダイオード12から構成され、正母線と負母線間の電圧を $(1+1/n)V_s$ にクランプし、直流電圧源1に電力を回生させる。なお、電圧クランプ用リアクトル11の巻き数とリアクトル9の巻き数の比は、 $n$  ( $1 < n$ ) となっている。

【0005】また、上記した主スイッチング素子3a～3fは、制御部13によってスイッチング制御される。この制御部13は、U相、V相、W相それぞれについて上アーム、下アームのゲート信号(PWM信号)を発生するゲート信号発生回路14と、正母線と負母線間、すなわち上下アーム間の電圧 $V_{PN}$ を検出する電圧検出回路15と、主スイッチング素子3a～3fをスイッチング制御するための処理を行う制御回路16と、この制御回路16からの制御信号に基づいて主スイッチング素子3a～3fを駆動するドライブ回路17から構成されている。

【0006】上記構成において、電力変換部2のスイッチング動作を、主スイッチング素子3a、3bを例にとり、図19に示す信号波形図を参照して説明する。このスイッチングを行う前の状態としては、主スイッチング素子3aがオン、主スイッチング素子3bがオフして、主スイッチング素子3aから負荷側に電流が供給されているものとする。

【0007】そして、図19の $t_1$ 時点において、主スイッチング素子3bをオンすると、正母線と負母線の間、すなわち上下アームが短絡し、共振用コンデンサ6、共振用リアクトル7、主スイッチング素子3a、3bにより共振経路が形成されて共振電流が流れ始める。このとき、共振電流と負荷電流 $i_L$ とは同一方向に流れるため、主スイッチング素子3aには負荷電流 $i_L$ と共振電流が重畳した電流が流れ、主スイッチング素子3bには共振電流が流れる。

【0008】この後、共振電流が逆極性となり、共振電流の絶対値が負荷電流 $i_L$ よりも大きくなって上下アーム間の電圧 $V_{PN}$ が負電圧になる(図19の $t_2$ 時点～ $t_3$ 時点)と、フライホイールダイオード4a、4bを通して電流が流れる。このため、主スイッチング素子3a、3bの各コレクタエミッタ間電圧は負となる。この $t_2$ から $t_3$ の期間において、主スイッチング素子3aのゲート端子にオフ信号を与えると、ゼロ電圧スイッチングを行うことができ、スイッチング損失が発生しない。

【0009】そして、共振電流が次第に減少し、フライ

ホイールダイオード4aがオフすると、負荷電流はフライホイールダイオード4bを流れ始める(図19の $t_3$ 時点)。このとき、リアクトル9を流れる一定電流は、共振用コンデンサ6、共振用リアクトル7、フライホイールダイオード4bを通して流れるため、共振用コンデンサ6が充電され、共振用コンデンサ6の正極の電位が上昇する。そして、共振用コンデンサ6および共振用リアクトル7の両端間の電圧 $V_{PN}$ が直流電圧源1の直流電圧 $V_s$ の $(1+1/n)$ 倍になったとき、電圧 $V_{PN}$ はこの値にクランプされ、電圧クランプ用リアクトル11と電圧クランプ用ダイオード12からなる電圧クランプ回路10に電流が流れ始め、直流電圧源1に電力が回生される。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】上記した構成において、主スイッチング素子をゼロ電圧スイッチングさせるためには、共振電流を出力電流より大きくする必要がある。このため、共振電流のピーク値は最大負荷時の出力電流のピーク値より大きく設定される。しかしながら、共振電流のピーク値を最大負荷時の出力電流のピーク値より大きく設定すると、低負荷時の出力電流が小さいときにも大きな共振電流が発生するため、低負荷時の電力変換効率が悪化するという問題がある。このような問題は上記した1つのLC共振回路による一括転流方式のものに限らず、各相毎にLC共振回路を設けて転流を行う方式のものでも同様に発生する。

【0011】本発明は上記問題に鑑みたもので、低負荷時においても電力変換効率を良好にすることができる共振形電力変換装置を提供することを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、請求項1に記載の発明においては、電力変換部の出力電流を示す情報に基づいて共振電流のピーク値を変化させる手段を設けたことを特徴としている。この発明によれば、共振電流のピーク値を変化させることによって、低負荷時における電力変換効率を良好にすることができる。

【0013】この場合、出力電流を示す情報としては、請求項2に記載した出力電流の実効値、あるいは請求項3に記載した出力電流の瞬時値、あるいは請求項4に記載した電力変換部の入力電流の平均値、あるいは請求項5に記載した電力変換部に接続された負荷のトルクを示す情報とすることができる。また、ピーク値を変化させる手段は、請求項6に記載の発明のように、LC共振回路におけるキャパシタンスとインダクタンスの積を一定として両者の比率を変化させるものとして行うことができる。この発明によれば、LC共振回路におけるキャパシタンスとインダクタンスの積を一定としているから、共振周期を変えずに共振電流のピーク値を変化させることができる。

【0014】また、ピーク値を変化させる手段は、請求項7に記載した発明のように、LC共振回路における共振用コンデンサと共振用リアクトルの直列回路を上下アームに対して選択的に並列接続するものとして構成することができる。具体的には、請求項8に記載の発明のように、直列回路に設けられたスイッチング手段を選択的にオンオフさせて、直列回路を上下アームに対して選択的に並列接続することができる。

【0015】この場合、請求項9に記載の発明のように、直列回路毎にキャパシタンスとインダクタンスを異なった値でかつ両者の積を一定にする、あるいは請求項9に記載の発明のように、いずれの直列回路においてもキャパシタンスとインダクタンスを同じ値のものとするれば、共振周期を変えずに共振電流のピーク値を変化させることができる。

【0016】また、ピーク値を変化させる手段は、請求項11に記載の発明のように、共振電流が負の電流となる期間において主スイッチング素子のスイッチングが行われるように、LC共振回路におけるキャパシタンスを変化させるものとしてすることができる。この発明によれば、キャパシタンスを変化させて共振電流のピーク値を変化させることができ、また共振電流が負の電流になっているときに主スイッチング素子のスイッチングを行っているため、スイッチング損失を減少させることができる。

【0017】この場合、請求項12に記載の発明のように、キャパシタンスの変化に合わせて主スイッチング素子のスイッチングを行うタイミングを変化させるようにしてもよい。なお、請求項11又は12に記載の発明において、ピーク値を変化させる手段は、請求項13に記載の発明のように、LC共振回路における複数の共振用コンデンサを選択的に接続してキャパシタンスを変化させるように構成することができる。

【0018】

【発明の実施の形態】以下、本発明を図に示す実施形態について説明する。図1に本発明の一実施形態に係る共振形電力変換装置の構成を示す。なお、この実施形態における共振形電力変換装置の基本的な構成は、図18に示すものと同様であり、図18に示すものと同一符号を付したものは、均等あるいは同一物であることを示している。なお、図18に示すリアクトル9は、正母線と負母線の間が短絡したときに直流電圧源1と電力変換部2の間の短絡を防止する回路を構成しているため、図1中に短絡防止回路9として示している。

【0019】この実施形態において、LC共振回路8は、共振用コンデンサ6a、6b、…6nと共振用リアクトル7a、7b、…7nによるそれぞれの直列回路にスイッチング素子（例えば、IGBT）81a、81b、…81nが直列接続された構成になっている。また、電力変換部2から負荷5に至るいずれかの出力線に

電流センサ18が設けられている。そして、制御回路16は、電流センサ18によって検出された出力電流の実効値に基づいてLC共振回路8におけるスイッチング素子81a、81b、…81nを選択的にオンオフさせて共振電流のピーク値を切り換えるように制御する。

【0020】以下、上記した共振電流のピーク値の切り換えについて説明する。今、LC共振回路8における共振用コンデンサのキャパシタンスをCr、共振用リアクトルのインダクタンスをLr、共振電流のピーク値をIrp、共振周期をTr、共振用コンデンサの初期電圧をVoとすると、共振周期Tr、共振電流のピーク値Irpは数式1、2で表される。

【0021】

$$\text{【数1】 } T_r = 2\pi \times (L_r \times C_r)^{1/2}$$

【0022】

$$\text{【数2】 } I_{rp} = V_o \times (C_r / L_r)^{1/2}$$

ここで、 $T_r = 4\mu s$ 、 $V_o = 100V$ とすると、Irp、Lr、Crは、図2に示す関係となり、 $L_r \times C_r$ を一定として、 $C_r / L_r$ を変化させれば、共振周期Trが一定で共振電流のピーク値Irpを変化させることができる。

【0023】また、この種の共振形電力変換装置では、共振電流のピーク値は、共振電流が3相に均等に流れるとすると、スイッチングする主スイッチング素子に流れる電流の3倍以上必要になる。そして、電流センサ18によって検出された出力電流の実効値を $I_{load}$ とし、Mを安全マージンのための係数とすると、必要な共振電流のピーク値Irpは数式3で表される。

【0024】

$$\text{【数3】 } I_{rp} = M \times I_{load} \times 2^{1/2} \times 3$$

従って、数式3によって得られた共振電流のピーク値Irpに基づき、LC共振回路8におけるスイッチング素子81a、81b、…81nを選択的にオンオフさせることによって、共振電流のピーク値を切り換えることができる。

【0025】ここで、 $I_{load}$ は、電力変換部2の出力電流を示す情報であって、この情報としては、出力電流の瞬時値 $i_{load}$ を用いることもできる。この場合、図3に示すように電力変換部2から負荷5に至る各出力線に電流センサ19a～19cを設け、この電流センサ19a～19cによって検出された出力電流の瞬時値 $i_{load}$ から数式4によって共振電流のピーク値Irpを得る。

【0026】

$$\text{【数4】 } I_{rp} = M \times i_{load} \times 3$$

また、電力変換部2の出力電流を示す情報としては、電力変換部2の入力電流の平均値Iaを用いることもできる。この場合、電力変換部2の入出力の電力が保存するとすれば、数式5が成立する。

【0027】

$$\text{【数5】 } V_s \times I_a / 3 = I_{load} \times V_s / 2 / 2^{1/2}$$

ここで、 $V_s$ は直流電圧源1の電圧であり、 $V_s/2$ は出力電圧の振幅を示している。この数式5と数式3から、共振電流のピーク値 $I_{rp}$ は数式6で得られる。

【0028】

【数6】 $I_{rp} = M \times I_a \times 4$

なお、電力変換部2の入力電流は、図4に示すようにLC共振回路8と電力変換部2の間の正母線に設けられた電流センサ20により、あるいは図5に示すように短絡防止回路9とLC共振回路8の間に設けられた電流センサ21により、あるいは図6に示すように直流電圧源1と短絡防止回路9の間に設けられた電流センサ22により検出することができる。

【0029】そして、制御回路16は、上記した電力変換部2の出力電流を示す情報に基づいて共振電流のピーク値を切り換える制御を行う。図7にその場合の制御処理を示す。まず、上記したいずれかの電流センサによって検出された検出値を入力し（ステップ101）、その検出値に基づいてその電流センサに対応する上記した数式を用いて、必要とされる共振電流のピーク値 $I_{rp}$ を求め（ステップ102）、LC共振回路8による共振電流のピーク値が上記した $I_{rp}$ になるように、LC共振回路8におけるスイッチング素子81a～81nを選択的にオンオフさせる（ステップ103）。この制御処理を繰り返し実行することにより、負荷5の高負荷時および低負荷時における電力変換効率を良好にすることができる。

【0030】なお、LC共振回路8における共振用コンデンサ6a、6b、…6nと共振用リアクトル7a、7b、…7nは、直列回路毎にキャパシタンスとインダクタンスが異なった値でかつ両者の積が一定になるものを用いることができる。このようにすることによって、共振周期 $T_r$ を一定として共振電流のピーク値のみを切り換えることができる。例えば、直列回路が4つで、それぞれの直列回路による共振電流のピーク値 $I_{rp}$ を50A、100A、150A、200Aとし、それぞれの直列回路に接続されたスイッチング素子をS1、S2、S3、S4とすると、必要とされる共振電流のピーク値 $I_{rp}$ に対し、図8に示すようにスイッチング素子S1、S2、S3、S4をオンオフさせることによって、共振電流のピーク値を所望の値に切り換えることができる。

【0031】また、共振用コンデンサ6a、6b、…6nにおけるそれぞれのキャパシタンスの値および共振用リアクトル7a、7b、…7nにおけるそれぞれのインダクタンスの値を同じにしてもよい。この場合、主スイッチング素子に流れる共振電流は、それぞれの直列回路による共振電流の合計になるので、それぞれの直列回路による共振電流のピーク値 $I_{rp}$ を50Aとすると、図9に示すようにスイッチング素子S1、S2、S3、S4をオンオフさせることによって、共振電流のピーク値を所望の値に切り換えることができる。

【0032】また、図10に示すように、キャパシタンスを可変にできる共振用コンデンサ61とインダクタンスを可変にできる共振用リアクトル71を用いるようにしてもよい。例えば、共振用コンデンサ61としては、後述する図13の実施形態に示すように複数のコンデンサをスイッチング素子によって選択的に接続することによってキャパシタンスを可変にしたり、共振用リアクトル71においても同様に複数のリアクトルをスイッチング素子によって選択的に接続することによってリアクタンスを可変にすることができる。

【0033】また、共振電流のピーク値 $I_{rp}$ は、数式2からわかるように直流電圧源1の電圧によっても変えることができる。この場合の実施形態を図11に示す。直流電圧源1の電圧は、例えば複数の電源をスイッチング手段によって選択的に直列接続することによって可変にすることができる。なお、図示していないが、この実施形態においても、図1、図3乃至図6に示すのと同様の電流センサが設けられており、その電流センサによって検出された検出値に基づき、制御回路16によって上記した直流電圧源1の電圧を可変にする制御が行われる。

【0034】ここで、直流電圧源1の電圧を可変にした場合、電力変換部2に入力される電圧も変化してしまうため、その電圧変化に応じて電力変換部2の変調率を変えるなどの補正を行う必要がある。あるいは、図12に示すようにLC共振回路8にスイッチング素子82を設け、共振用コンデンサ6への充電時に、直流電圧源1の電圧を変化させるとともにスイッチング素子82をオンにして共振用コンデンサ6の充電を行い、充電終了後、スイッチング素子82をオフにして直流電圧源1の電圧を元に戻すようにすれば、電力変換部2に入力される電圧を変化させないようにすることができる。

【0035】また、図1、図3乃至図6に示す実施形態においては、LC共振回路8における共振用コンデンサのキャパシタンスと共振用リアクトルのインダクタンスの両方を変えるものを示したが、共振用コンデンサのキャパシタンスのみを変えても共振電流のピーク値を変化させることができる。この場合の実施形態を図13に示す。複数のコンデンサ61a、61b、…61nが並列に接続され、それぞれのコンデンサにスイッチング素子（図ではスイッチの記号で示しているが、図1、図3乃至図6と同じく半導体のスイッチング素子で構成されたもの）83a、83b、…83nが接続されている。なお、図示していないが、この実施形態においても、図1、図3乃至図6に示すのと同様の電流センサが設けられており、その電流センサによって検出された検出値に基づき、制御回路16によってスイッチング素子83a、83b、…83nをオンオフさせて共振電流のピーク値を切り換える制御が行われる。

【0036】この実施形態のように、LC共振回路8におけるキャパシタンスのみを変えると、数式1からわか

るように、共振周期 $T_r$ が変化する。この場合、共振電流が負の電流になっているときに電力変換部2における主スイッチング素子のスイッチングを行えば、スイッチング損失を減少させることができる。すなわち、図14に示すように、 $n=0, 1, 2, \dots$ に対し、共振を開始してから主スイッチング素子のスイッチングを行うまでの時間 $T_{sw}$ と共振周期 $T_r$ との関係を数式7に示すようにすれば、共振電流が負の電流になっているとき（正弦波の共振波形がした半分にあるとき）に主スイッチング素子のスイッチングを行うことができる。

【0037】

【数7】

$$(2n+1)/2 \times T_r < T_{sw} < (n+1) \times T_r$$

なお、共振周期 $T_r$ は数式2に示すようにキャパシタンスによって変化するため、数式7を満たすように、複数のコンデンサ61a、61b、…61nが選択的に接続される。

【0038】図15に、この実施形態における制御回路16の制御処理を示す。なお、この図15は、図7におけるステップ103の詳細な処理として示されており、LC共振回路8におけるキャパシタンス $C_r$ を $C(0)$ 、 $C(1)$ 、 $C(2)$ の3段階に切り換え制御している。なお、 $C(0) < C(1) < C(2)$ であり、キャパシタンスの切り換えを行う閾値 $I_{th}(1)$ 、 $I_{th}(2)$ を $I_{th}(1) < I_{th}(2)$ に設定している。

【0039】ステップ201、202において、図7におけるステップ102で求められた共振電流のピーク値 $I_{rp}$ を閾値 $I_{th}(1)$ 、 $I_{th}(2)$ と比較する。 $I_{rp}$ が $I_{th}(2)$ より大きいときで、 $C_r$ が $C(2)$ になっていないことを判定したとき（ステップ203）には、 $C_r$ を $C(2)$ にするようにLC共振回路8におけるスイッチング素子（SW）をオンオフさせる（ステップ204）。

【0040】また、 $I_{rp}$ が $I_{th}(1)$ より大きく $I_{th}(2)$ より小さいときで、 $C_r$ が $C(1)$ になっていないことを判定したとき（ステップ205）には、 $C_r$ を $C(1)$ にするようにLC共振回路8におけるスイッチング素子をオンオフさせる（ステップ206）。また、 $I_{rp}$ が $I_{th}(1)$ より小さいときで、 $C_r$ が $C(0)$ になっていないことを判定したとき（ステップ207）には、 $C_r$ を $C(0)$ にするようにLC共振回路8におけるスイッチング素子をオンオフさせる（ステップ208）。

【0041】なお、上記した実施形態においては、共振を開始してから主スイッチング素子のスイッチングを行うまでの時間 $T_{sw}$ を一定とするものを示したが、LC共振回路8におけるキャパシタンス $C_r$ の変化に応じて時間 $T_{sw}$ を変化させるようにしてもよい。この場合、図16に示すように、共振電流が最初に負の電流になる

期間において主スイッチング素子のスイッチングを行うようにすれば、そのスイッチングを行うまでに発生する、共振電流による損失を低減することができる。

【0042】また、図13に示すLC共振回路8の構成は、種々に変形が可能である。例えば、図17（a）に示すように1つのコンデンサ61aにスイッチング素子を接続せずに常に共振用リアクトル7に接続しておいてもよい。また、図17（b）に示すようにコンデンサ61a、61b、…61nを直列接続し、スイッチング素子83a、83b、…83nをそれぞれのコンデンサに並列接続するようにしてもよい。この場合も、図17（c）に示すように1つのコンデンサ61aにスイッチング素子を設けないようにしてもよい。また、図17（c）に示すようにコンデンサ61a、61b、61c、61d、61eをブリッジ状に接続し、スイッチング素子83a、83b、83c、83dをコンデンサ61a、61b、61c、61dに並列接続するようにしてもよい。この場合も、図17（d）に示すようにコンデンサ61cにスイッチング素子を設けないようにしてもよい。

【0043】なお、図1、図3乃至図6に示す実施形態においても、共振用コンデンサと共振用リアクトルによる直列回路の全てにスイッチング素子を設けることなく、いずれかの直列回路を常に正母線と負母線に接続しておくようにしてもよい。また、上記した種々の実施形態におけるスイッチング素子としては、IGBTに限らず、その他の半導体素子を用いてもよい。

【0044】さらに、本発明は、上記した1つのLC共振回路8による一括転流方式のものに限らず、各相毎にLC共振回路を設けて転流を行う方式のものにも適用することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態に係る共振形電力変換装置の構成を示す図である。

【図2】LC共振回路におけるキャパシタンスとインダクタンスと共振電流のピーク値の関係を示す図である。

【図3】図1に示す共振形電力変換装置の変形例を示す図である。

【図4】図1に示す共振形電力変換装置の他の変形例を示す図である。

【図5】図1に示す共振形電力変換装置の他の変形例を示す図である。

【図6】図1に示す共振形電力変換装置の他の変形例を示す図である。

【図7】図1に示す制御回路16による制御処理を示すフローチャートである。

【図8】共振電流のピーク値 $I_{rp}$ に対しスイッチング素子S1、S2、S3、S4をオンオフさせるパターンを示す図表である。

【図9】共振電流のピーク値 $I_{rp}$ に対しスイッチング

素子S1、S2、S3、S4をオンオフさせる他のパターンを示す図表である。

【図10】本発明の他の実施形態に係る共振形電力変換装置の構成を示す図である。

【図11】本発明の他の実施形態に係る共振形電力変換装置の構成を示す図である。

【図12】図11に示す共振形電力変換装置の変形例を示す図である。

【図13】本発明の他の実施形態に係る共振形電力変換装置の構成を示す図である。

【図14】共振周期 $T_r$ を一定にした場合の、主スイッチング素子のスイッチングタイミングを説明するための説明図である。

【図15】図13に示す制御回路16による制御処理を示すフローチャートである。

【図16】共振周期 $T_r$ を可変にした場合の、主スイッチング素子のスイッチングタイミングを説明するための説明図である。

【図17】図13に示すLC共振回路8の変形例を示す図である。

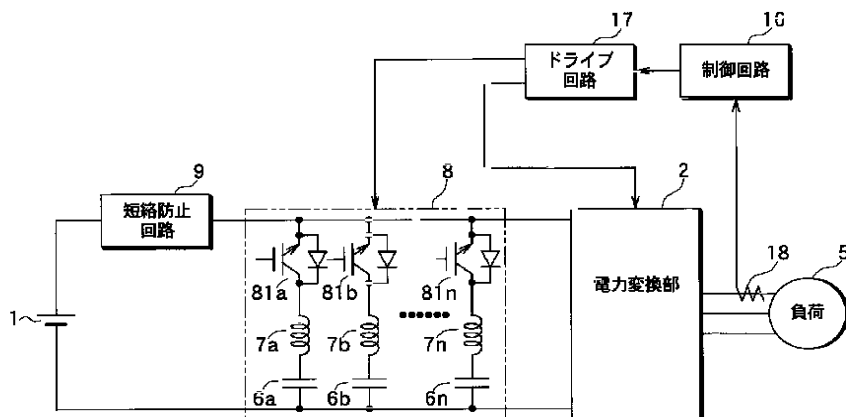
【図18】本出願人が先に提案した共振形電力変換装置の構成を示す図である。

【図19】図18に示す共振形電力変換装置の作動説明に供する波形図である。

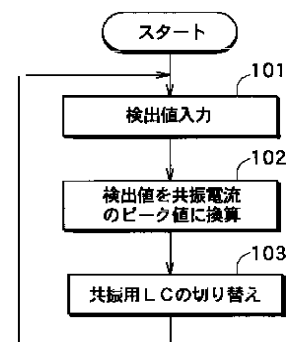
【符号の説明】

1…直流電圧源、2…電力変換部、3a～3f…主スイッチング素子、4a～4f…フライホイールダイオード、5…負荷、6、6a～6n、61、61a～61n…共振用コンデンサ、7、71…共振用リアクトル、8…LC共振回路、9…リアクトル（短絡防止回路）、10…電圧クランプ回路、11…電圧クランプ用リアクトル、12…ダイオード、13…制御部、14…ゲート信号発生回路、15…電圧検出回路、16…制御回路、17…ドライブ回路、18～22…電流センサ、81a～81n、82、83a～83n…スイッチング素子。

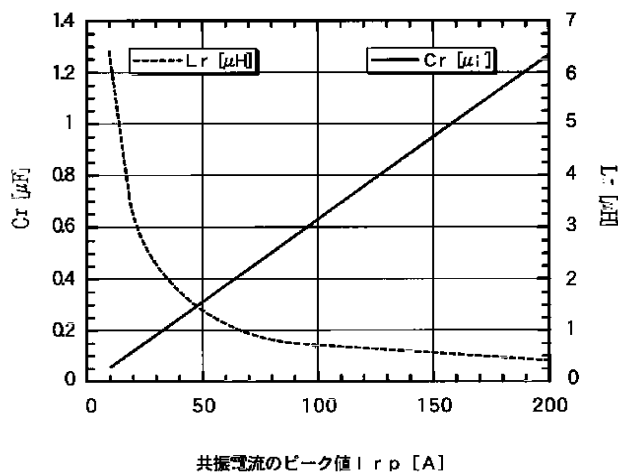
【図1】



【図7】



【図2】

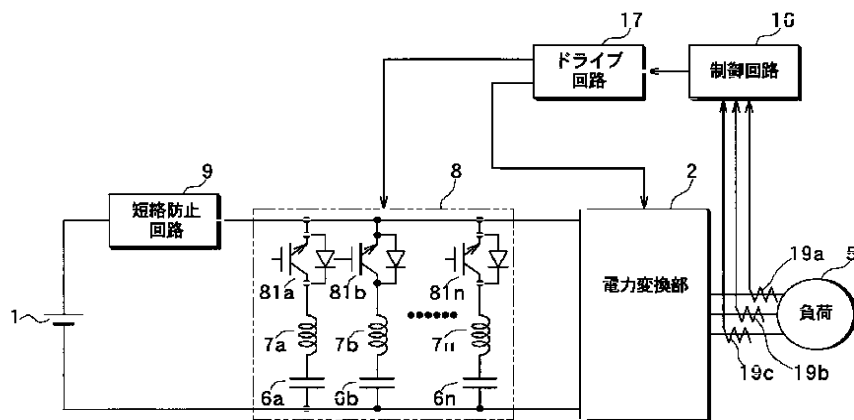


【図8】

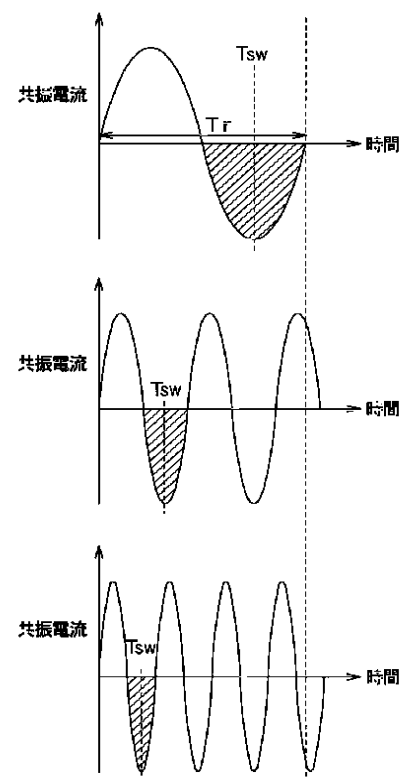
	S1	S1	S1	S4
$I_{rp} \leq 50 A$	オン	オフ	オフ	オフ
$50 A < I_{rp} \leq 100 A$	オフ	オン	オフ	オフ
$100 A < I_{rp} \leq 150 A$	オフ	オフ	オン	オフ
$150 A < I_{rp} \leq 200 A$	オフ	オフ	オフ	オン



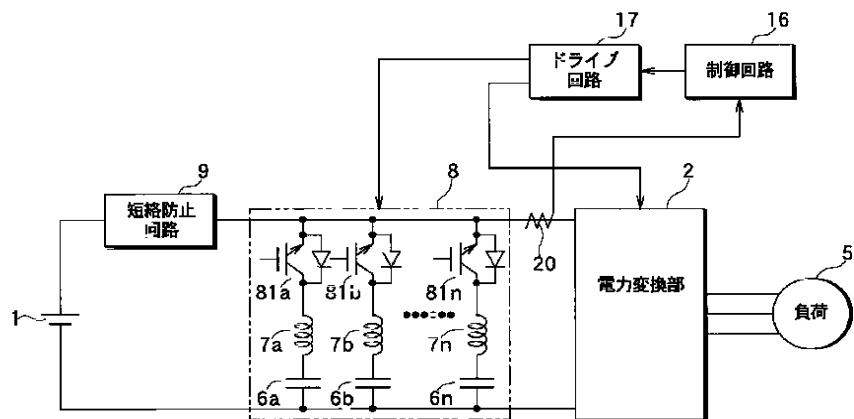
【図3】



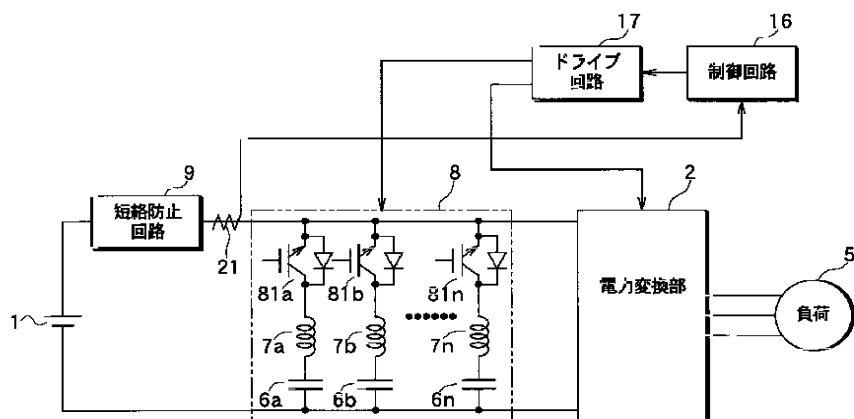
【図16】



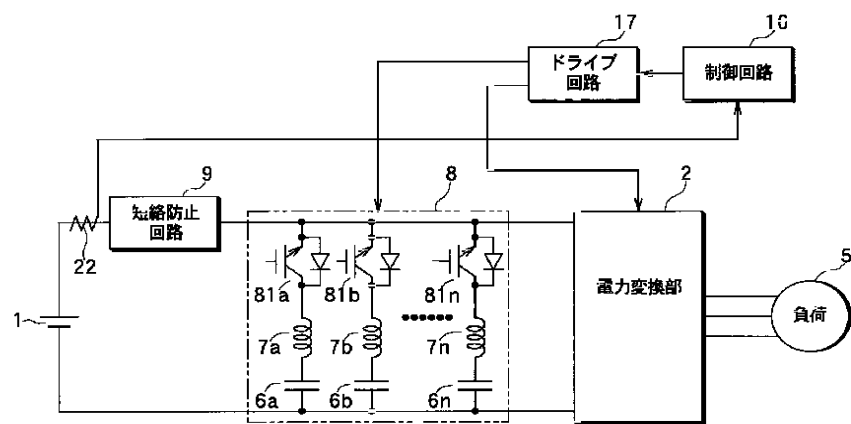
【図4】



【図5】



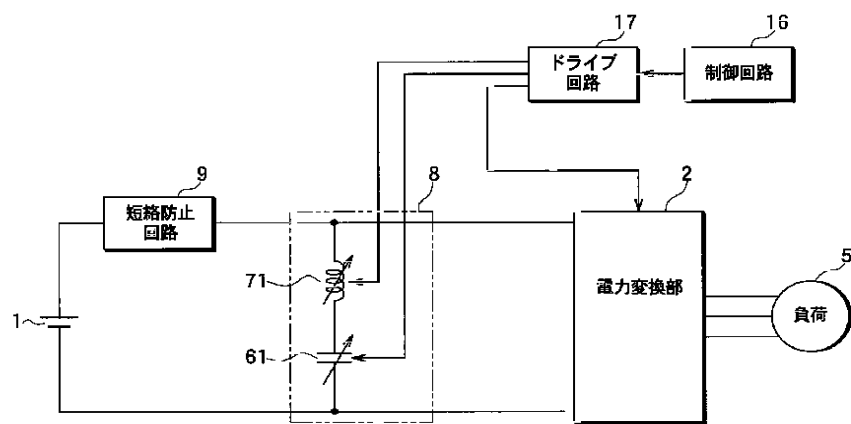
【図6】



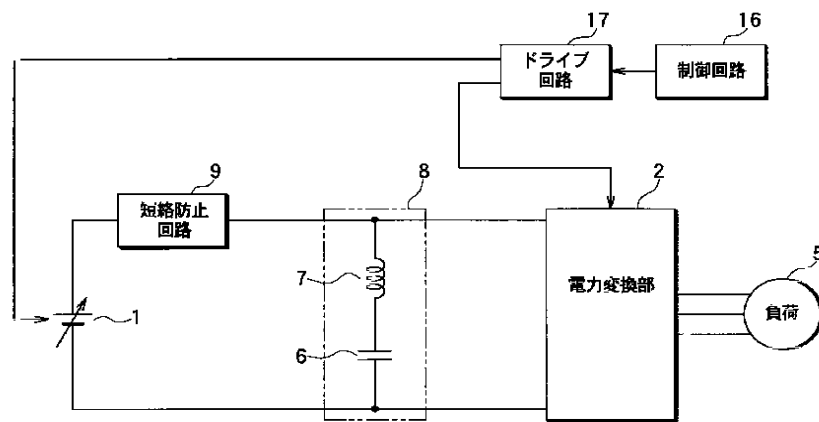
【図9】

	S1	S1	S1	S4
$I_{rp} \leq 50A$	オン	オフ	オフ	オフ
$50A < I_{rp} \leq 100A$	オン	オン	オフ	オフ
$100A < I_{rp} \leq 150A$	オン	オン	オン	オフ
$150A < I_{rp} \leq 200A$	オン	オン	オン	オン

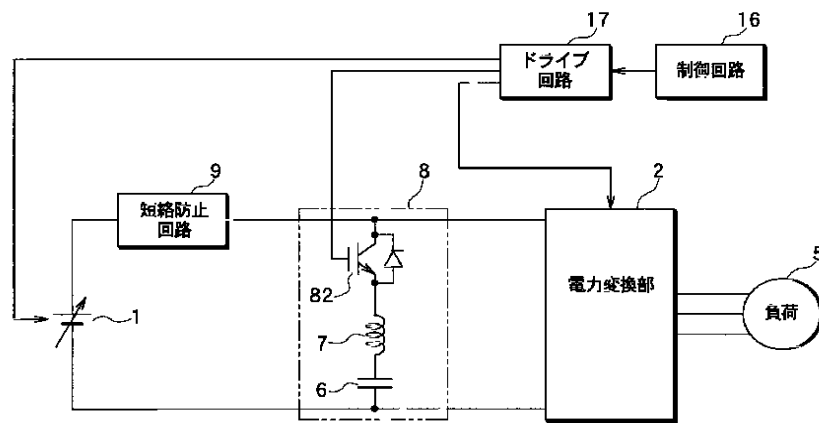
【図10】



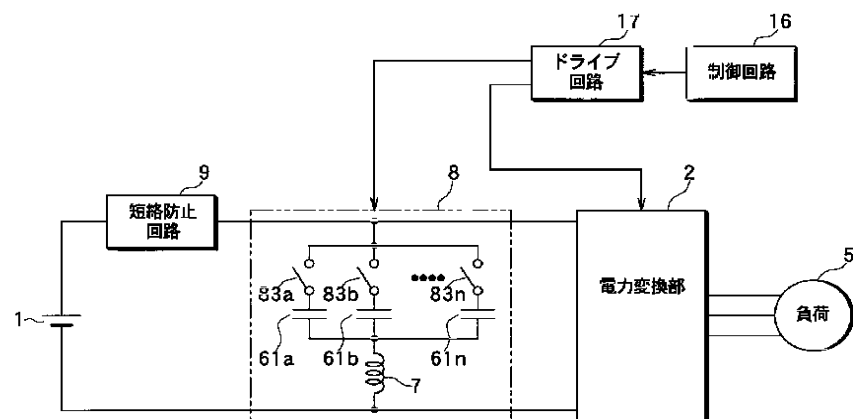
【図11】



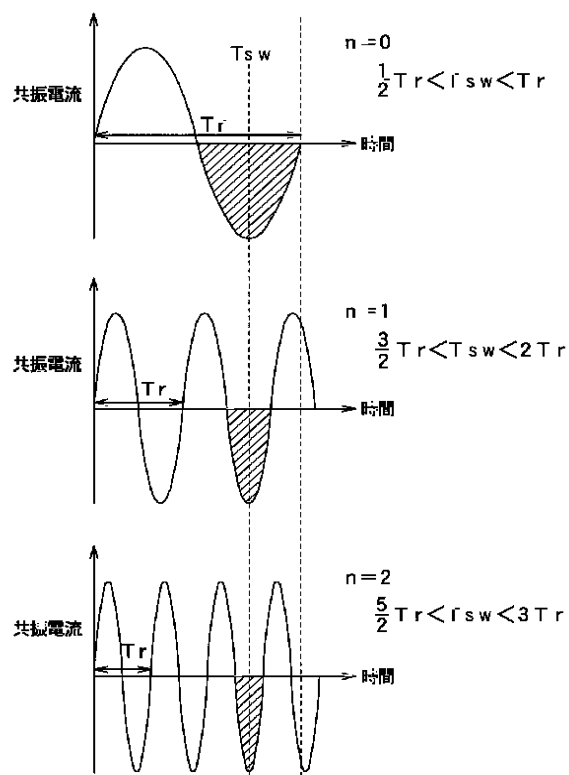
【図12】



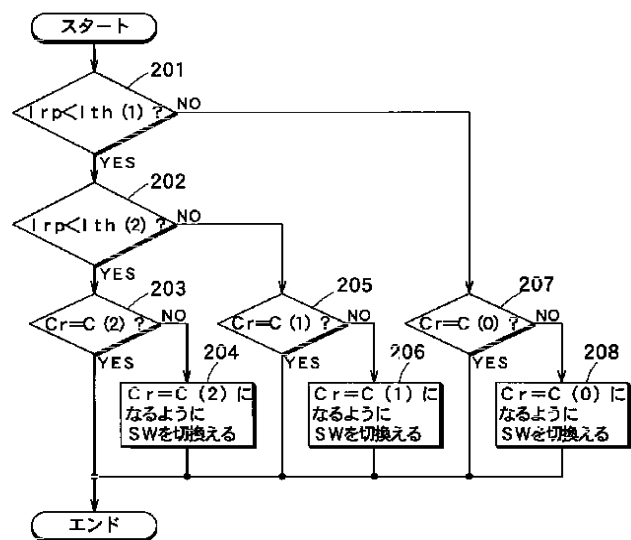
【図13】



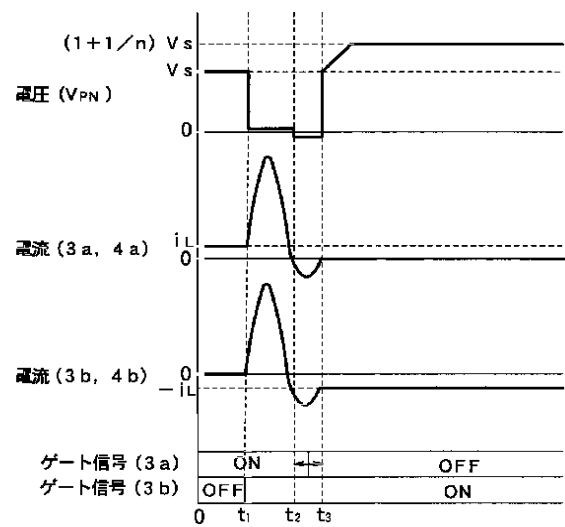
【図14】



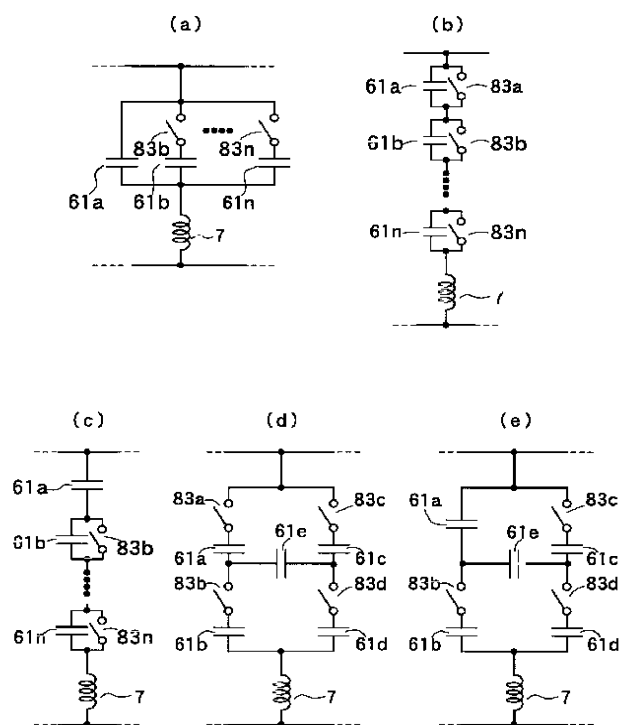
【図15】



【図19】



【図17】



【図18】

